

PCT

世界知的所有権機関
国際事務局

特許協力条約に基づいて公開された国際出願



(51) 国際特許分類6 H04L 27/22	A1	(11) 国際公開番号 WO00/18077
		(43) 国際公開日 2000年3月30日(30.03.00)
<p>(21) 国際出願番号 PCT/JP99/05088</p> <p>(22) 国際出願日 1999年9月17日(17.09.99)</p> <p>(30) 優先権データ 特願平10/282046 1998年9月18日(18.09.98) JP</p> <p>(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) 株式会社 ケンウッド (KABUSHIKI KAISHA KENWOOD)[JP/JP] 〒150-8501 東京都渋谷区道玄坂1-14-6 Tokyo, (JP) 株式会社 ケンウッド ティー・エム・アイ (KENWOOD TMI CORPORATION))[JP/JP] 〒226-0006 神奈川県横浜市緑区白山一丁目16番2号 Kanagawa, (JP)</p> <p>(72) 発明者 ; および (75) 発明者／出願人 (米国についてのみ) 白石憲一(SHIRAIKI, Kenichi)[JP/JP] 〒240-0025 神奈川県横浜市保土ヶ谷区狩場町475-3 407号室 Kanagawa, (JP) 鈴木章一(SUZUKI, Shioichi)[JP/JP] 〒241-0004 神奈川県横浜市旭区中白根四丁目6番2号 Kanagawa, (JP)</p>		<p>堀井昭浩(HORII, Akihiro)[JP/JP] 〒228-0011 神奈川県座間市相武台3-4719-5 108号室 Kanagawa, (JP)</p> <p>松田昇治(MATSUDA, Shoji)[JP/JP] 〒194-0021 東京都町田市中町二丁目2番8号 313号室 Tokyo, (JP)</p> <p>和田隆弘(WADA, Takahiro)[JP/JP] 〒241-0822 神奈川県横浜市旭区さちが丘142-3 505号室 Kanagawa, (JP)</p> <p>(74) 代理人 岡部正夫, 外(OKABE, Masao et al.) 〒100-0005 東京都千代田区丸の内3-2-3 富士ビル602号室 Tokyo, (JP)</p> <p>(81) 指定国 CA, CN, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE)</p> <p>添付公開書類 国際調査報告書</p>
<p>(54) Title: RADIO DIGITAL SIGNAL RECEIVER</p> <p>(54) 発明の名称 無線デジタル信号受信機</p> <p>(57) Abstract</p> <p>A digital satellite broadcast receiver capable of an optimum signal reception even when an arbitrary outdoor unit is connected. Phase noise characteristics of an outdoor unit connected to a digital satellite broadcast receiver when receiving a burst symbol is estimated based on a bit error rate of an 8PSK modulation signal determined by a trellis decoder (7) when a CNR measured by a CNR measurement circuit (5) is equal to a preset value, and, based on the estimated phase noise characteristics of the outdoor unit, a filter factor of a loop filter (9) inserted into a carrier regenerative loop is set.</p>		
<p>The diagram illustrates the internal architecture of a radio digital signal receiver. It starts with an antenna (1) connected to a complex operational circuit (2). The signal then passes through two bandpass filters (3-1 and 3-2), followed by a numeric control oscillator (4). A loop filter (9) is inserted into a carrier regenerative loop. A CNR measurement circuit (5) provides feedback to the loop filter. The signal then goes through a phase error detection circuit (6) and a trellis decoder (7). The trellis decoder outputs data to a control circuit (8), which also receives filter factor data (A) and AFC control data (B). The control circuit provides enable signals (G) to the various components. The final output is a modulated identification data (F).</p>		

任意のアウトドアユニットが接続されても最適な受信が期待できるデジタル衛星放送受信機を提供する。バーストシンボル受信時ににおいてデジタル衛星放送受信機に接続された状態におけるアウトドアユニットの位相雑音特性を、CNR測定回路5にて測定したCNRが予め定めた値のときにおけるトレリステコーダ7によって求めた8PSK変調信号のビット誤り率に基づいて推定し、推定されたアウトドアユニットの位相雑音特性に基づきキャリア再生ループ中に挿入されたループフィルタ9のフィルタ係数を設定するようにした。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

A E	アラブ首長国連邦	D M	ドミニカ	K Z	カザフスタン	R U	ロシア
A L	アルバニア	E E	エストニア	L C	セントルシア	S D	スードアン
A M	アルメニア	E S	スペイン	L I	リヒテンシュタイン	S E	スウェーデン
A T	オーストリア	F I	フィンランド	L K	スリ・ランカ	S G	シンガポール
A U	オーストラリア	F R	フランス	L R	リベリア	S I	スロヴェニア
A Z	アゼルバイジャン	G A	ガボン	L S	レント	S K	スロヴァキア
B A	ボズニア・ヘルツェゴビナ	G B	英國	L T	リトアニア	S L	シエラ・レオネ
B B	バルバドス	G D	グレナダ	L U	ルクセンブルグ	S N	セネガル
B F	ベルギー	G E	グルジア	L V	ラトヴィア	S Z	スウェーデン
B F	ブルギナ・ファソ	G H	ガーナ	M A	モロッコ	T D	チャード
B G	ブルガリア	G M	ガンビア	M C	モナコ	T G	トーゴー
B J	ベナン	G N	ギニア	M D	モルドヴァ	T J	タジキスタン
B R	ブラジル	G W	ギニア・ビサオ	M G	マダガスカル	T Z	タンザニア
B Y	ベラルーシ	G R	ギリシャ	M K	マケドニア旧ユーゴスラヴィア	T M	トルクメニスタン
C A	カナダ	H R	クロアチア	H U	ハンガリー	T R	トルコ
C F	中央アフリカ	H U	ハンガリー	M L	マリ	T T	トリニダッド・トバゴ
C G	コンゴー	I D	インドネシア	M N	モンゴル	U A	ウクライナ
C H	スイス	I E	アイルランド	M R	モーリタニア	U G	ウガンダ
C I	コートジボアール	I L	イスラエル	M W	マラウイ	U S	米国
C M	カメールーン	I N	インド	M X	メキシコ	U Z	ウズベキスタン
C N	中国	I S	アイスランド	N E	ニジェール	V N	ヴィエトナム
C R	コスタ・リカ	I T	イタリア	N L	オランダ	Y U	ユーロースラビア
C U	キューバ	J P	日本	N O	ノールウェー	Z A	南アフリカ共和国
C Y	キプロス	K E	ケニア	N Z	ニュージーランド	Z W	ジンバブエ
C Z	チェコ	K G	キルギスタン	P L	ボーランド		
D E	ドイツ	K P	北朝鮮	P T	ポルトガル		
D K	デンマーク	K R	韓国	R O	ルーマニア		

明細書

無線デジタル信号受信機

技術分野

本発明は、無線デジタル信号受信機に関し、さらに詳細にはある受信C/N（以下、CNRとも記す）時のビットエラー率に応じてキャリア再生ループの特性を変更するデジタル衛星放送受信機に関する。

背景技術

西暦2000年に放送開始予定のデジタル衛星放送受信機は、現行のアナログ衛星放送を受信するためのアンテナ本体とアンテナ本体からの出力を受けBS-I.Fに周波数変換を行うダウンコンバータを利用してデジタル衛星放送を受信することが想定されている。アンテナ本体とダウンコンバータは、一般的には、屋外に設置されていてアウトドアユニットと呼ばれている。以下、アウトドアユニットをODUとも記す。

デジタル衛星放送を受信するための受信システム、例えばCS放送の受信システムは、専用のODUに用いられるダウンコンバータ内のローカル発振器の望ましい位相雑音特性は位相雑音（θ rms）が4度以内と規定されていて、位相雑音（θ rms）が4度以内のときには受信機の受信性能にほとんど影響を与えない。

一方、デジタル衛星放送の受信システムでは、既存のアナログ衛星放送用のODUが使用できることになっており、既存のODUは一般的に性能はよくない。社団法人電波産業会（Association of Radio Industries and Businesses, 略称 ARIB）がサンプル調査した既存のアンテナのローカル発振器の位相雑音特性分布は第4図に示す如くであった。

新規のシステムとして企画されるものの位相雑音に関する規格は現在では存在しない。しかし、上記CS放送受信システムのものと同程度の位相雑音特性になると見込まれ、位相雑音が4度以下のときは受信機の受信性能に影響は与えず、問題はない。しかし、既存のODU、特にローカル発振器の位相雑音(θ_{rms})が大きいものは受信機の受信性能に大きなダメージを与える。

第5図にバーストシンボル受信における8PSK(トレリス符号化8PSK)変調信号に対するODUのダウンコンバータ内のローカル発振器の位相雑音(θ_{rms})による限界C/N特性を示す。ここで、間歇的に送信されてくるバーストシンボル信号と呼ばれるBPSK変調信号のみからキャリアを再生する方式をここではバーストシンボル受信と称する。第6図に、連続受信における8PSK変調信号に対する(ローカル発振器の)位相雑音(θ_{rms})による限界C/N特性を示す。ここで、連続受信とは、受信信号から逐一キャリアを再生する方式をいう。

第5図では、キャリア再生ループの特性を3種の特性a、b、c別に限界CNRで示し、第5図の特性aは雑音帯域幅を狭くした場合の限界C/Nであり、位相雑音が15度を超えるようになると受信ができなくなる。第5図の特性cは雑音帯域幅を広くした場合の限界C/Nであり、位相雑音が30度程度でも受信が可能であるが位相雑音が約10度未満のときの固定劣化が第5図の特性aに比較して大きくなる。第5図の特性bは雑音帯域幅を第5図の特性aの場合と第5図の特性cの場合との中間にした場合の限界C/Nである。

第5図のaと第6図とを比較してみれば分かるように、明らかに、バーストシンボル受信ではキャリア再生ループの特性によっては位相雑音が大きくなると受信性能が著しく悪化するのに対し、連続受

信の場合は、第5図の特性aの雑音帯域幅でも固定劣化が少なく受信性能が向上する。

ここでデジタルB S放送受信機の受信方式について述べる。デジタルB S放送方式では、変調方式に8PSK変調、QPSK変調、BPSK変調が採用されていて、この変調波が第7図に示すように時分割多重されて伝送されてくる。

第7図(a)は1スーパーフレームの構成を示し、8フレームからなる。各フレームにおいて最初の斜線で示すBPSK変調されたフレーム同期パターン(32シンボル)、伝送多重構成識別のためのBPSK変調されたTMCCパターン(128シンボル)、次の斜線で示すBPSK変調されたスーパーフレーム識別パターン(32シンボル)、203シンボルの主信号、クロスの斜線で示すBPSK変調されたバーストシンボル信号(4シンボル)、次いで主信号、バーストシンボル信号とが繰り返されて、39936シンボルで1フレームを構成している。主信号は第7図(b)に示すように、8PSK/QPSK/BPSK変調の信号である。

このように8PSK/QPSK/BPSK変調信号のように位相数が8、4、2と異なって所要C/N(復調するのに必要なC/N)が異なる変調方式による変調波が時分割多重されてくるので、特に低C/N時に、位相数の多い変調方式が受信困難な場合のキャリア再生特性をカバーするために特定周期(主に203シンボル毎)で4シンボルのBPSK変調信号が埋め込まれている。この4シンボルのBPSK変調信号をバーストシンボル信号と称し、そのバーストシンボル信号と呼ばれるBPSK変調信号のみからキャリアを再生する方式をここでバーストシンボル受信と呼ぶことは前述の通りである。

以上のように、位相雑音が少ないところではバーストシンボル受信の場合でも連続受信の場合でも受信性能（限界CNR）が殆ど変わらず問題はない。しかしながら位相雑音が多いところでは、バーストシンボル受信の場合は連続受信の場合と異なり限界CNRがキャリア再生ループの特性a、b、cによって大きく変動するという問題点がある。

この問題点についてさらに詳細に説明する。キャリア再生ループ中に挿入されているAFC回路によってキャリア周波数をスキャンニングして、フレーム同期が確立しバーストシンボル受信によってキャリア再生が行なわれると主信号のリードソロモンエラーがチェックできる。受信CNRがよければリードソロモンエラーがなく受信方式がバーストシンボル受信から連続受信に切り替えられる。

ところが、キャリア再生ループの特性に第5図の特性aを選択した場合、位相雑音が大きい場合には、リードソロモンエラーが発生し連続受信に切り替えられないのでいつまで経っても主信号を再生できることになる。ちなみに、第5図と第6図に示した限界CNRとは、トレリス符号デコード後の誤り率が 2×10^{-4} の乗でその後にデコードをするリードソロモン復号後がエラーフリーとなる限界値のことである。

一方、キャリア再生ループの特性を第5図の特性cにした場合には、位相雑音が大きくても受信CNRがよければリードソロモンエラーがなくなるので連続受信に切り替えることができる。しかし、第5図の特性cと第6図の特性とを比較すれば明らかのように、位相雑音特性にはほぼ関わりなくバースト受信の限界CNRの値が連続受信の限界CNRの値と異なるため、受信方式の切り替えにヒステリシスを発生させてしまう。

しかしながら、結局どのようなO D Uを使用するのかは不明の状態では、どのような受信システムでも基本的な受信を可能とするよう、キャリア再生ループの特性に後者、すなわち第5図の(c)を採用するのが無難である。従って、折角デジタル専用、あるいは既存の高性能のO D Uを使用しても性能が上がらないという問題が発生する。

本発明は、専用のO D Uあるいは既存の高性能のO D Uが接続されたときに最適な受信が期待できるデジタル衛星放送受信機を提供することを目的とする。

発明の開示

本発明にかかる無線デジタル信号受信機は、無線デジタル信号受信機の受信端子に接続されたアウトドアユニットの受信時の位相雑音特性を、デジタル信号の復号誤り率から推定する手段と、推定されたアウトドアユニットの位相雑音特性に基づいて、キャリア再生ループの特性を設定する手段とを含むことを特徴とする。

本発明の無線デジタル信号機受信機の好適な実施例においては、上記推定手段は、バーストシンボル信号からキャリアを再生するバーストシンボル受信モードにおいて、受信C N Rが予め定められた値のときにおける特定の多相P S K変調信号のビット誤り率に基づいてアウトドアユニットの位相雑音特性を推定するものである。

また、好ましくは、上記ループ特性を設定する手段は、キャリア再生ループ中に挿入されたループフィルタのフィルタ係数を設定するものである。

さらに、好適な実施例においては、上記バーストシンボル信号はB P S K変調信号であり、上記特定の多相P S K変調信号は8 P S K変調信号である。

図面の簡単な説明

第1図は、本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機におけるキャリア再生部の構成を示すブロック図である。

第2図は、本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機の作用の説明に供するフローチャートである。

第3図は、本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機のバーストシンボル受信における8PSK変調信号の位相雑音によるビット誤り率を示す特性図である。

第4図は、ODUの位相雑音特性の分布図である。

第5図は、バーストシンボル受信における8PSK変調信号の位相雑音による限界CNRを示す特性図である。

第6図は、連続受信における8PSK変調信号の位相雑音による限界CNRを示す特性図である。

第7図は、デジタルBS放送における変調信号列を示す模式図である。

発明の実施の形態

以下、本発明にかかるデジタル衛星放送受信機を実施の形態によって説明する。

第1図は本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機におけるキャリア再生部の構成を示すブロック図である。

チューナ部において直交検波されA/D変換されたベースバンド信号I、Qが複素演算回路1に入力され、ベースバンド信号I、Qと数値制御発振器(NCO)2から出力される実施的に再生キャリアデータである正弦波データ $\sin \theta$ と、余弦波データ $\cos \theta$ とが複素演算回路1にて $I_r (= I \cos \theta + Q \sin \theta)$ の演算および $Q_r (= I \sin \theta + Q \cos \theta)$ の演算が行なわれて所謂準

同期検波され、ベースバンド信号 I_r 、 Q_r が複素演算回路 1 から出力される。

複素演算回路 1 から出力されるベースバンド信号 I_r 、 Q_r はそれぞれデジタルフィルタからなる帯域制限フィルタ 3-1、3-2 に供給されて帯域制限される。帯域制限フィルタ 3-1、3-2 にて帯域制限されたベースバンド信号 I_d 、 Q_d はデコーダ 4、CNR 測定回路 5 および位相誤差検出回路 6 に供給される。デコーダ 4 はフレーム同期パターン、TMCC パターンのデコードを行ない、デコーダ結果による 8PSK 信号をトレリスデコーダ 7 へ送出すると共に、8PSK、QPSK、BPSK であるかの変調識別データをマイクロコンピュータからなる制御回路 8 へ送出し、イネーブル信号をループフィルタ 9 へ送出する。

CNR 測定回路 5 は入力されたベースバンド信号 I_d 、 Q_d によるベクトルの分布に基づき CNR を測定し CNR に基づく CNR データを制御回路 8 へ送出する。位相誤差検出回路 6 は実質的にルックアップテーブルであって、入力されたベースバンド信号 I_d 、 Q_d からなる受信点と受信信号が収束すべき点との位相差である位相誤差データを制御回路 8 およびループフィルタ 9 へ送出する。トレリスデコーダ 7 は 8PSK 変調信号をトレリスデコードし、8PSK 変調区間における伝送路のビット誤り率データ (BER) を制御回路 8 へ送出する。

一方、位相誤差検出回路 6 において検出された位相誤差データはデジタルフィルタからなるループフィルタ 9 へ送出される。ループフィルタ 9 にてフィルタ処理されたループフィルタ 9 の出力は自動周波数制御回路 10 へ送出され、自動周波数制御回路 10 からの出力は数値制御発振器 2 へ送出されて、数値制御発振器 2 は自動周波

数制御回路 10 からの出力に基づき $\sin \theta$ のデータ、 $\cos \theta$ のデータを出力し、複素演算回路 1 に供給する。

固定周波数発振器からの発振出力を受けて直交検波されて固定周波数発振器の発振周波数と実際のキャリア周波数との差の周波数で回転しているベースバンド信号 I、Q と数値制御発振器（NCO）2 から出力される $\sin \theta$ のデータ、 $\cos \theta$ データとを複素演算回路 1 で演算して、前記回転と逆回転させて同期したベースバンド信号 I_r 、 Q_r を生成して出力する。

制御回路 8 は通常受信状態であることを示す通常受信状態信号をデコーダ 4 へ送出し、デコーダ 4 から出力される変調識別データ、CNR 測定回路 5 から出力される CNR データ、位相誤差検出回路 6 から出力される位相誤差データおよびトレリスデコーダから出力されるビット誤り率データを受けて、通常受信状態でないときにバーストシンボル受信に制御し、バーストシンボル受信中デコーダ 4 からイネーブル信号をループフィルタ 9 に供給させてループフィルタ 9 をイネーブル状態に制御する。

さらに、制御回路 8 は、変調識別データ、CNR データ、位相誤差データおよびビット誤り率データを受けて、通常受信状態でないときにバーストシンボル受信に制御すると共に、CNR データおよびビット誤り率データに基づいて実質的に ODU の位相雑音特性を検出する検出手段と、検出した ODU の位相雑音特性に基づくループフィルタ 9 のフィルタ係数を制御してキャリア再生ループの特性の設定する特性設定手段を機能的に備え、ループフィルタ 9 のフィルタ特性を ODU の位相雑音特性に基づいて最適のフィルタ特性に設定する。また、制御回路 8 は自動周波数制御回路 10 へコントロール信号を出し、キャリア周波数をスキャンニングする。

次に例えば、CNRが15dBのときのバーストシンボル受信における8PSK信号の位相雑音によるビット誤り率特性は第3図に示すごとくであって、第3図における特性a、b、cは第5図の特性a、b、cにそれぞれ設定した場合のビット誤り率であって、第3図における特性aは第5図の特性aに対応し、第3図における特性bは第5図の特性bに対応し、第3図における特性cは第5図の特性cに対応している。

次に本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機の作用を第2図に基づいて説明する。

初期状態、すなわち通常受信状態でないとき受信状態がバーストシンボル受信状態に制御され、ループフィルタ9がイネーブル状態に制御され、次いでキャリア再生ループの特性が第5図の特性cに対応する特性にループフィルタ9のフィルタ係数が設定される（ステップS1）。ステップS1に続いて受信CNRがCNRデータから判定され、判定されたCNRが例えば15dBになるのを待ち、CNRが15dBになった際（ステップS2）、多重構成識別（MCC）パターンがデコードされて（ステップS3）、8PSK信号が存在することが確認される（ステップS4）。

次に、8PSK変調信号をバースト受信しそのビット誤り率データが検出される（ステップS5）。このビット誤り率データは伝送路の裸のビット誤り率であって、トレリスデコーダ7により取得することができる。受信CNRに対してビット誤り率よりも良いか否かがチェックされる（ステップS6）。この場合はキャリア再生ループの特性は特性cに設定されている場合であって、例えば検出ビット誤り率が6.8×10の(-3)乗以下か否かがチェックされる。

ステップ S 6において、受信 C N R に対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良いと判別されたとき、すなわち例えばビット誤り率が 6.8×10^{-3} の (-3) 乗以下であると判別されたときには、受信機に接続されている O D U の位相雑音特性が良いと判断されて、キャリア再生ループの特性が第 5 図の特性 b に対応する特性にループフィルタ 9 のフィルタ係数が設定され、再度 P S K 変調信号がバースト受信され、そのビット誤り率が検出され（ステップ S 7）、検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良いか否かがチェックされる（ステップ S 8）。この場合はキャリア再生ループの特性は特性 b に設定されている場合であって、例えば検出ビット誤り率が 5.5×10^{-3} の (-3) 乗以下か否かがチェックされる。

ステップ S 6において、受信 C N R に対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良くないと判別されたとき、すなわち例えば検出ビット誤り率が 6.8×10^{-3} の (-3) 乗を超えていると判別されたときには、受信機に接続されている O D U の位相雑音特性が良くないと判断されて、キャリア再生ループ特性が第 5 図の特性 c に設定されたままにしてバースト受信モードが解除され通常受信モードが実行されて、通常受信が行なわれる（ステップ S 13）。

ステップ S 8において、受信 C N R に対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良いと判別されたとき、すなわち例えば検出ビット誤り率が 5.5×10^{-3} の (-3) 乗以下であると判別されたときには、受信機に接続されている O D U の位相雑音特性がかなり良いと判断されて、キャリア再生ループの特性が第 5 図の特性 a に対応する特性にループフィルタ 9 のフィルタ係数が設定さ

れ、再度 8 P S K 信号をバースト受信しそのビット誤り率が検出され（ステップ S 9）、検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良いか否かがチェックされる（ステップ S 1 0）。この場合はキャリア再生ループの特性は特性 a に設定されている場合であって、例えば検出ビット誤り率が 4.5×10^{-3} の乗以下か否かがチェックされる。

ステップ S 8において、受信 C N R に対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良くないと判別されたとき、すなわち例えば検出ビット誤り率が 5.5×10^{-3} の乗を超えていると判別されたときには、受信機に接続されている O D U の位相雑音特性が良くないと判断されて、キャリア再生ループの特性が第 5 図の特性 c の設定に戻されて（ステップ S 1 1）、バースト受信モードが解除され通常受信モードが実行されて、通常受信が行なわれる（ステップ S 1 3）。

ステップ S 1 0において、受信 C N R に対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良いと判別されたとき、すなわち例えば検出ビット誤り率が 4.5×10^{-3} の乗以下であると判別されたときには、その受信機に接続されている O D U の位相雑音特性が良いと判断されて、キャリア再生ループ特性が第 5 図の特性 a に設定されたままにしてバースト受信モードが解除され通常受信モードが実行されて、通常受信が行なわれる（ステップ S 1 3）。

ステップ S 1 0において、受信 C N R に対して検出ビット誤り率が予め定めたビット誤り率よりも良くないと判別されたとき、すなわち例えば検出ビット誤り率が 4.5×10^{-3} の乗を超えていると判別されたときには、その受信機に接続されている O D U の性能が良くないと判断されて、キャリア再生ループの特性が第 5 図

の特性 b の設定に戻されて（ステップ S 1 2）、バースト受信モードが解除され通常受信モードが実行されて、通常受信が行なわれる（ステップ S 1 3）。

上記のように本発明の実施の一形態にかかるデジタル衛星放送受信機によれば、受信条件の良い場合（高 C N R）にバースト受信モードで 8 P S K 変調信号を受信しそのビット誤り率を測定して受信機に接続されている O D U の位相雑音を実質的に求めるので、測定した位相雑音に信頼性があり、デジタル専用、あるいは既存の高性能の O D U を使用した場合に最適なキャリア再生ループの特性に設定できて、受信限界 C N R が下がり受信できる確率が向上する。また、受信中であっても限界 C N R を超えるようなキャリア再生ループの特性には設定されないので、受信中に位相雑音測定を行っても問題はない。したがって、O D U の位相雑音特性が良い場合、同一受信条件下の受信方式の違い（バースト、連続）によるビット誤り率特性のばらつきを最小限にとどめることができる。

以上説明したように本発明にかかる無線デジタル信号受信機によれば、O D U の位相雑音特性が実質的に検出され、検出された O D U の位相雑音特性に最適なキャリア再生ループ特性に設定されて、受信限界 C N R が下がり受信性能が向上する効果が得られる。

以上、もっぱらデジタル衛星放送受信機を例にとりあげて本発明の構成および動作について説明したが、本発明の適用は、デジタル衛星放送受信機のみに限定されるものではない。本発明の技術的範囲は、上記例示的な実施例に限定されるべきものではなく、本発明は、その原理から逸脱することなく広く無線デジタル受信機全般に適用可能であると理解すべきである。

請求の範囲

1. 無線デジタル信号受信機において、

該無線デジタル信号受信機の受信端子に接続されたアウトドアユニットの受信時の位相雑音特性を、デジタル信号の復号誤り率から推定する手段と、

推定されたアウトドアユニットの位相雑音特性に基づいて、キャリア再生ループの特性を設定する手段とを含む無線デジタル信号受信機。

2. 請求項1に記載の無線デジタル信号受信機において

該推定手段は、バーストシンボル信号からキャリアを再生するバーストシンボル受信モードにおいて、受信C/Nが予め定められた値のときにおける所定多相PSK変調信号のビット誤り率に基づいてアウトドアユニットの位相雑音特性を推定するものである無線デジタル信号受信機。

3. 請求項1又は2に記載の無線デジタル信号受信機において、

該ループ特性を設定する手段は、キャリア再生ループ中に挿入されたループフィルタのフィルタ係数を設定するものである無線デジタル信号受信機。

4. 請求項3に記載の無線デジタル信号受信機において、

該バーストシンボル信号は、BPSK変調信号である無線デジタル信号受信機。

5. 請求項3に記載の無線デジタル信号受信機において、

該所定の多相PSK変調信号は、8PSK変調信号である無線デジタルに信号受信機。

6. キャリア再生器と、受信された変調波信号を復調する復調器と、復調された信号からデジタル信号を取り出す復号器とを含む無線

デジタル信号受信機において、

該復調された信号に基づいて受信変調信号の C/N を検出する手段と、

デジタル信号の復号誤り率を検出する手段と、

検出された C/N が所定値をとるときの該デジタル信号の復号誤り率の大きさを判定する手段と、

該復号誤り率の大きさの判定結果に基づいて、該キャリア再生器へのループ特性を変更する手段とを含む無線デジタル信号受信機。

7. 請求項 6 に記載の無線デジタル信号受信機において、

該検出されるべき復号誤り率は、バーストシンボル信号からキャリアを再生するバーストシンボル受信モードにおいて復調された所定の多相 P S K 変調信号のビット誤り率である無線デジタル信号受信機。

8. 請求項 6 又は 7 に記載の無線デジタル信号受信機において、

該ループ特性を変更する手段は、キャリア再生ループ中に挿入されたループフィルタのフィルタ係数を変更するものである無線デジタル信号受信機。

9. 請求項 7 に記載の無線デジタル信号受信機において、

該バーストシンボル信号は、B P S K 変調信号である無線デジタル信号受信機。

10. 請求項 7 に記載の無線デジタル信号受信機において、

該所定の多相 P S K 変調信号は、8 P S K 変調信号である無線デジタル信号受信機。

11. 再生キャリアを用いて受信変調受信号を復調し、及び復調された信号からデジタル信号を復号する無線デジタル信号受信機に

において用いる信号処理方法において、

該復調信号に基づいて、該受信変調信号の C/N を検出するステップと、

該検出された C/N が所定値と一致するかどうかを判定するステップと、

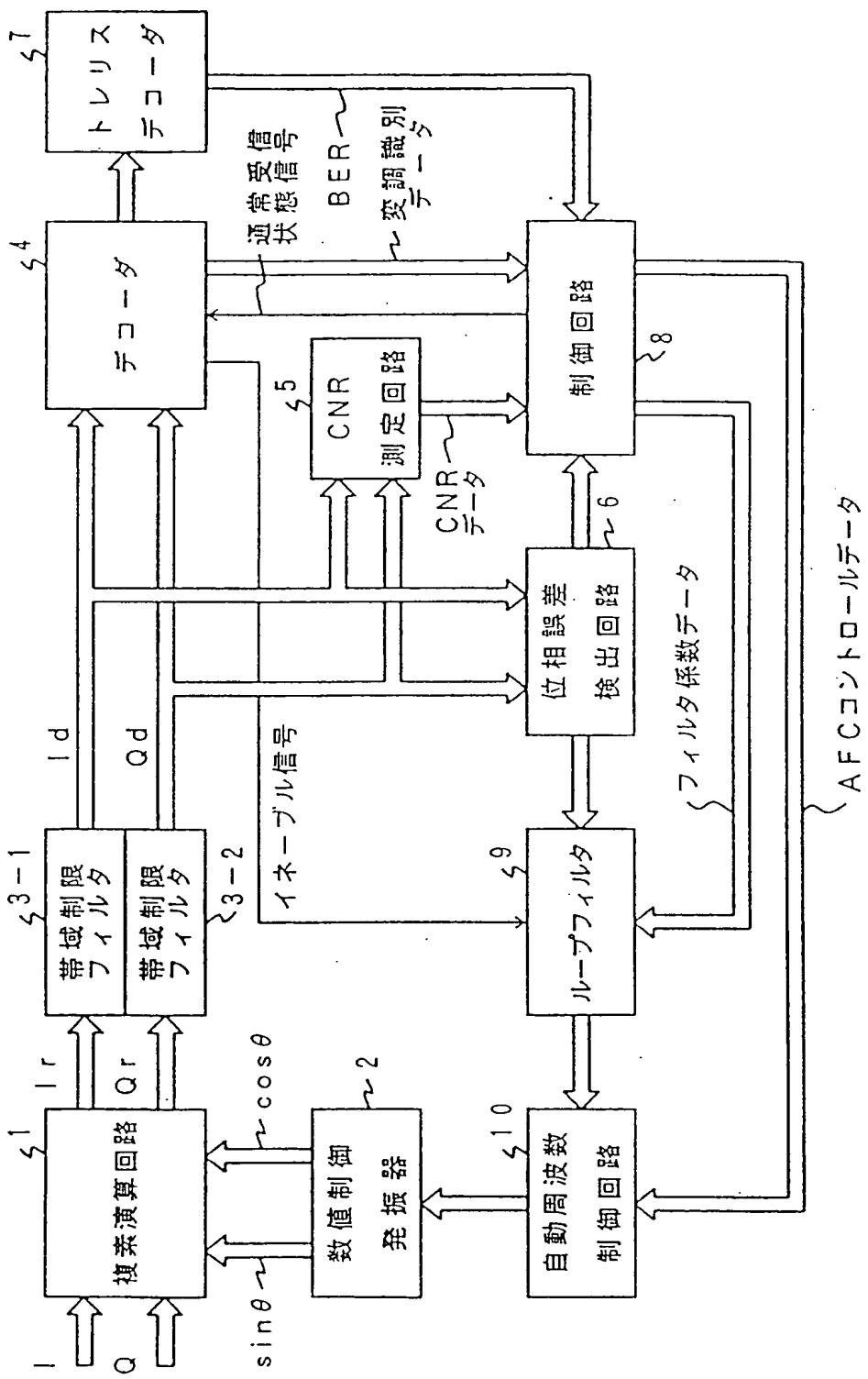
該 C/N が該所定値と一致する場合に、

該デジタル信号の復号誤り率を検出するステップと、

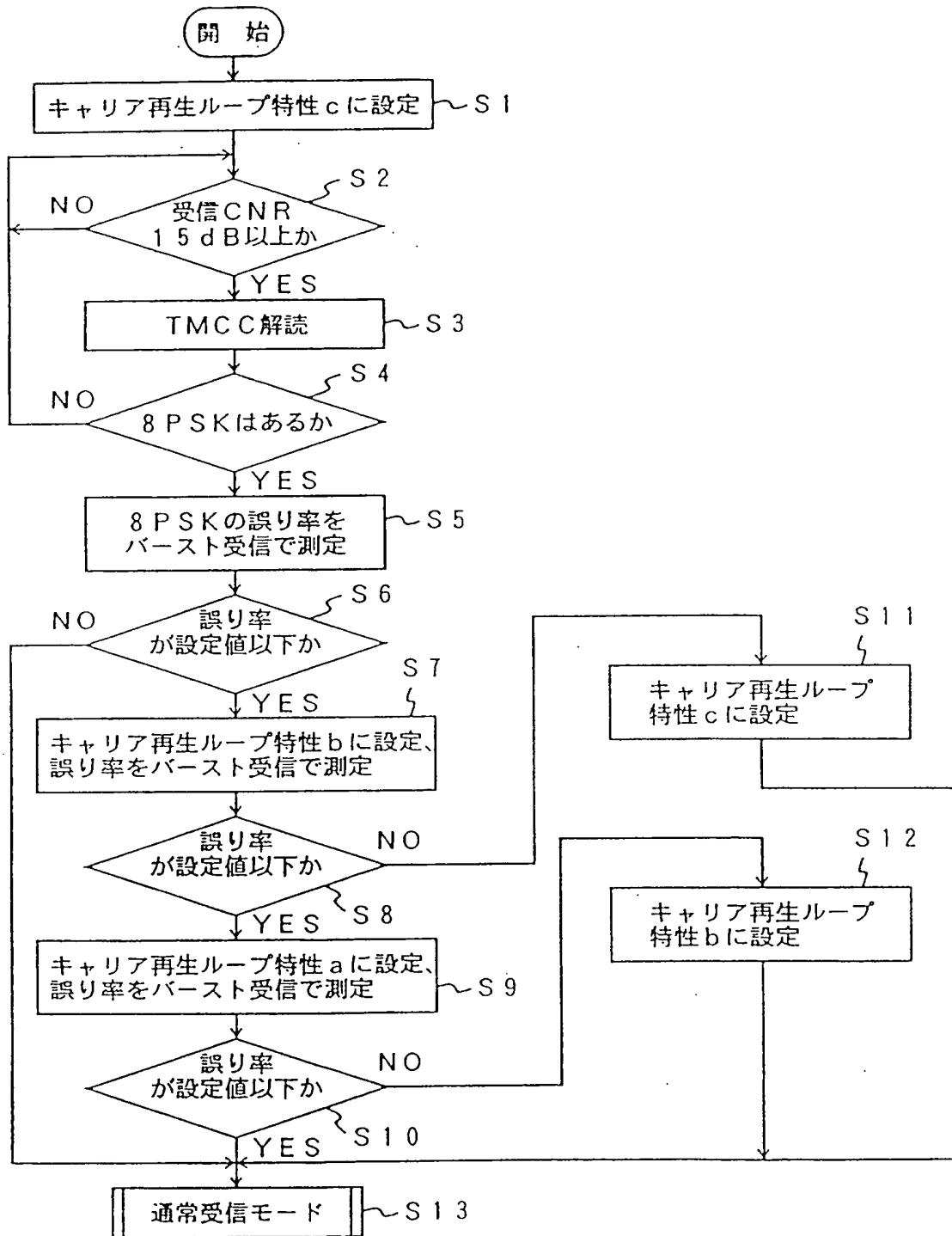
検出された復号誤り率の大きさを所定のしきい値と比較するステップと、

該比較結果に基づいて、キャリア再生ループの特性を変更するステップとを含む方法。

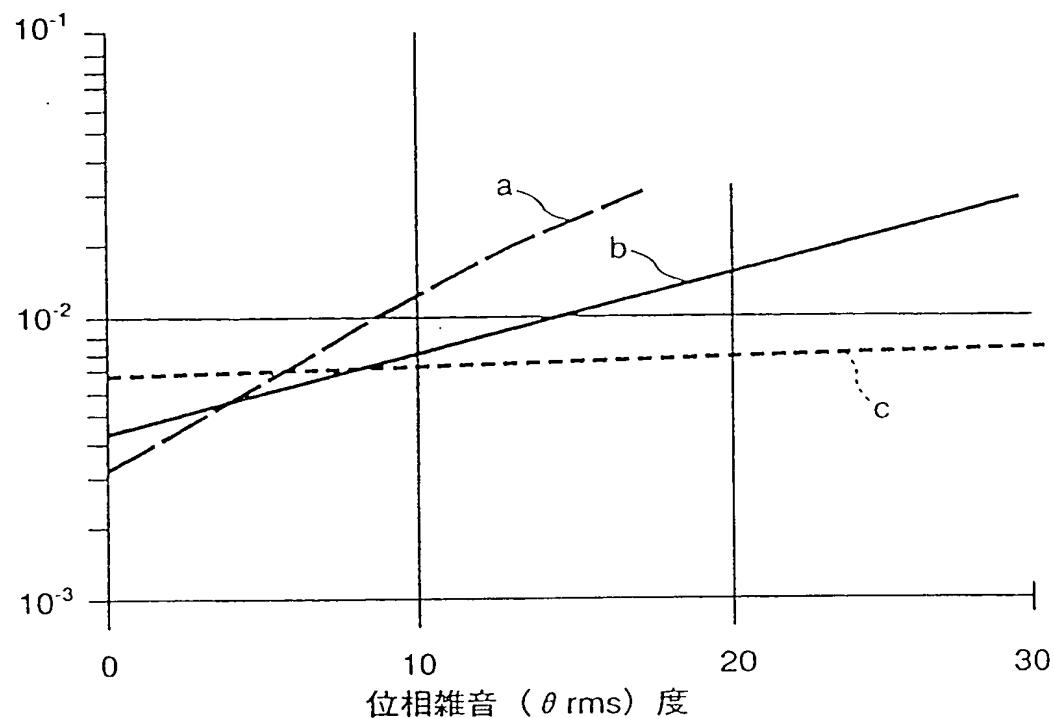
第 1 図



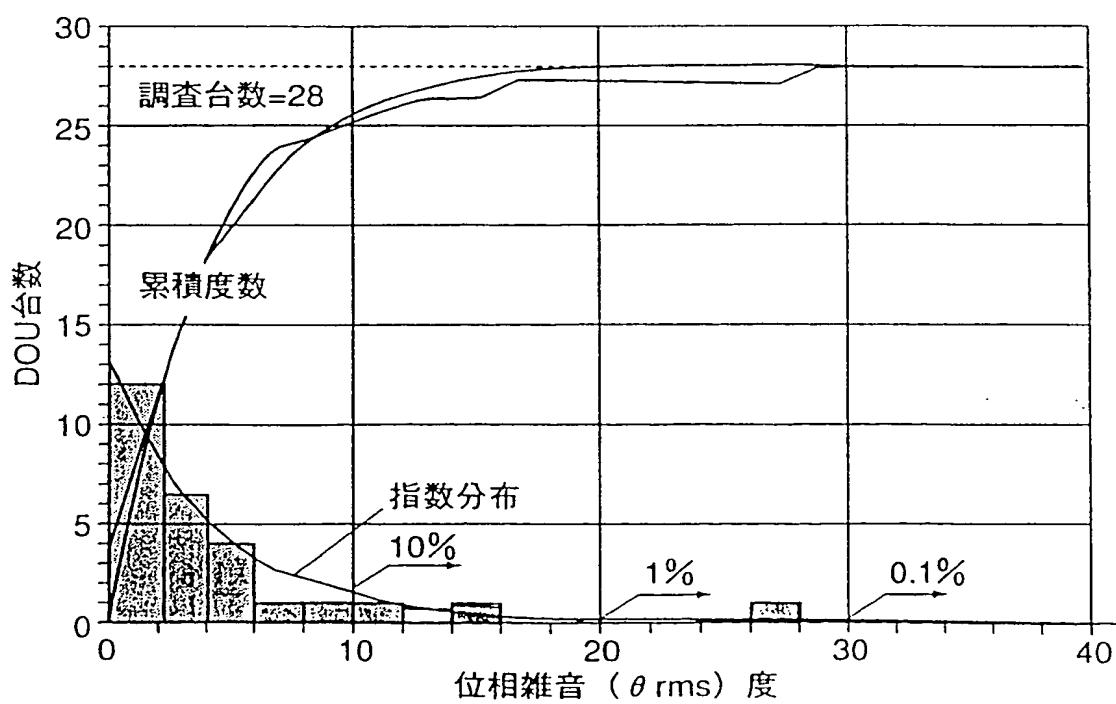
第 2 図



第 3 図

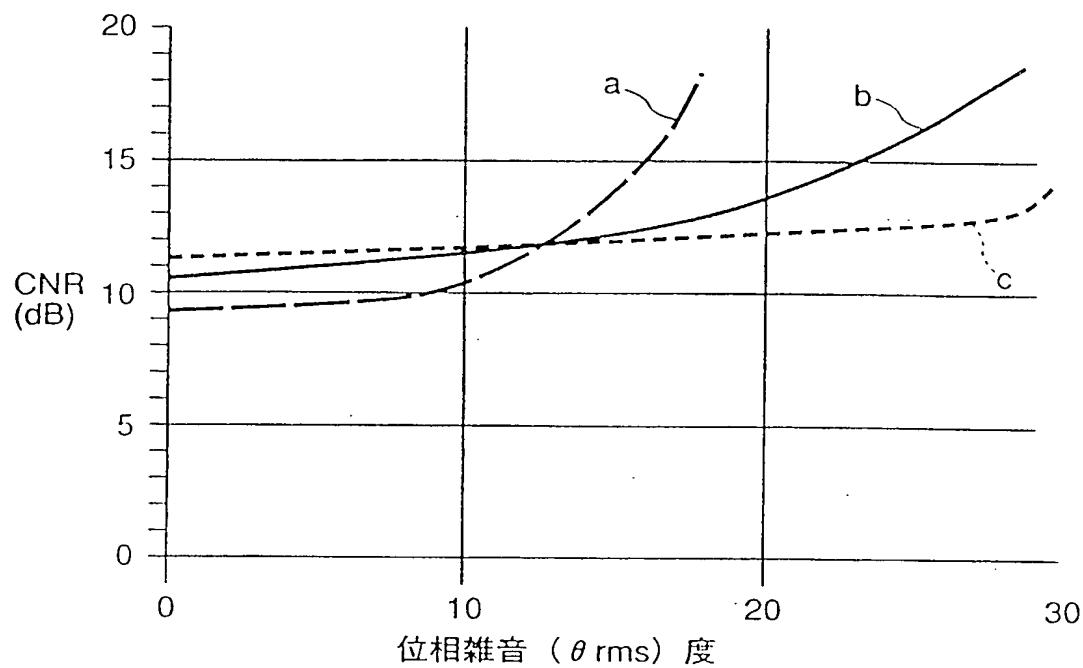


第 4 図

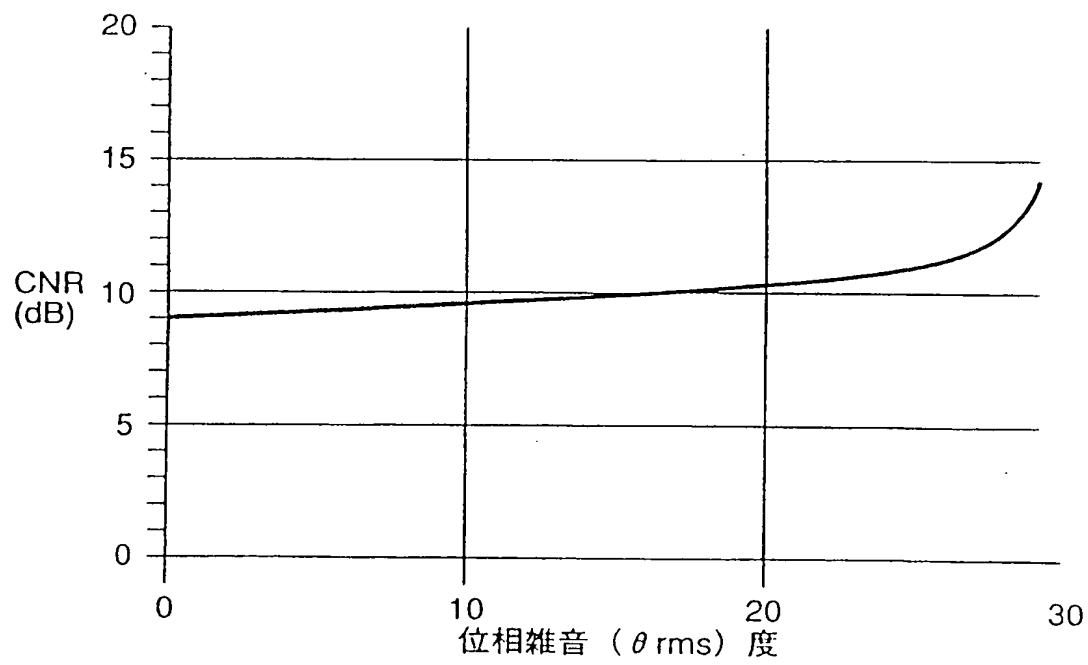


4 / 5

第 5 図



第 6 図



第 7 図

